

特開平4-245711

(43) 公開日 平成4年(1992)9月2日

(51) IntCl ³	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 3 H 17/00	B	8731-5 J		
15/00		8731-5 J		
17/06	A	8731-5 J		
21/00		8731-5 J		

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願平3-10253

(22) 出願日 平成3年(1991)1月30日

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 荻沼 金司

東京都港区芝五丁目7番1号日本電気株式会社内

(74) 代理人 弁理士 内原 晋

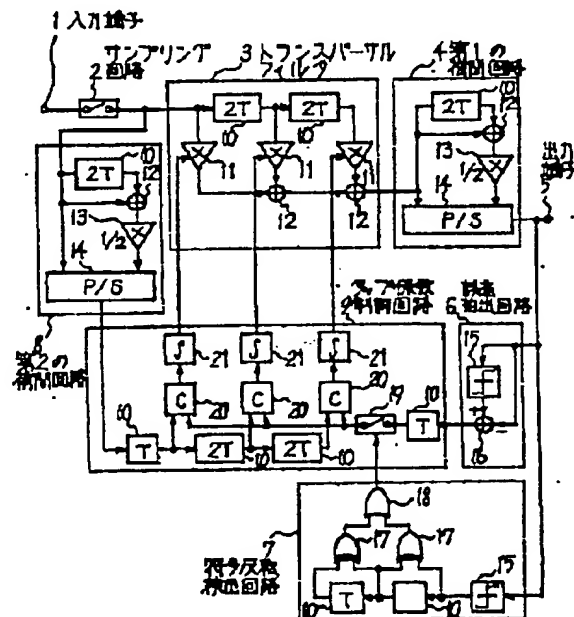
(54) 【発明の名称】 適応型フィルタ

(57) 【要約】

【目的】 ランレングス制限符号によって変調された、波形歪を有する信号を等化するための適応型トランスパサルフィルタにおいて、チャネルビットレートの1/2以下の動作周波数で良好に動作する適応型フィルタを提供することにある。

【構成】 1/(2T)以下の動作周波数をもつトランスパサルフィルタ3の出力信号を補間回路4を用いてT間隔に補間し出力する。符号反転検出回路7は符号反転の前後のチャネルビットにあたる出力信号のみを相関器20にフィードバックするように動作する。

【効果】 適応型フィルタの動作周波数を上げることなく、従来より高いデータ転送レートを実現できる。



1

2

表1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 ランレングス制限符号によって変調された、波形歪を有する信号を等化するための適応型フィルタにおいて、入力信号をチャンネルビットレートの1/2以下の周波数でサンプリングするサンプリング回路と、前記サンプリング回路の出力信号を入力して周波数特性を変化させて出力するタップ利得可変のトランスバースルフィルタと、前記トランスバースルフィルタの出力信号を入力してチャンネルビットレートに等しいデータレートで信号を出力する第1の補間回路と、前記第1の補間回路の出力信号を入力して基準となる振幅レベルとの差を判定誤差信号として出力する誤差抽出回路と、前記第1の補間回路の出力信号を入力して符号反転位置を検出する符号反転検出回路と、前記サンプリング回路の出力信号を入力してチャンネルビットレートに等しいデータレートで信号を出力する第2の補間回路と、前記第2の補間回路、前記誤差抽出回路および前記符号反転検出回路の出力信号を入力して前記第2の補間回路の出力信号と前記誤差抽出回路出力信号の内符号反転位置の直前と直後のチャンネルビットにあたる相互の信号の相関によって前記トランスバースルフィルタのタップ利得を制御する係数制御回路とを備えることを特徴とする適応型フィルタ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は適応型フィルタに関し、特に符号間干渉の発生した信号から干渉成分を除去するための適応型フィルタに関する。

【0002】

【従来の技術】 光ディスクなどの記録再生系においては、符号の最小反転間隔や最大反転間隔が制限されたランレングス制限符号が用いられることが多い。例えば表1に示す(2, 7) RLLC符号化表をもつ(2, 7) RLLCは、“1”のランレングスが1に、“0”のランレングスが2から7に制限された変調符号である。ここで更に、“1”を符号の反転に対応させNRZI記録をとることによって、同一の符号が3ビットから8ビット連続するようなランレングス制限符号となる。また、コンパクトディスクはEFM変調のNRZI記録が採用されており、再生信号中には同一の符号が3ビットから

【0003】

データ語	符号語
10	01000
000	10000
010	00001
001	10001
0001	00010
0010	10010
00001	00011
00010	10011

【0004】 一般に、光ディスクにおいてはある限度以下の大きさの記録ビットを形成することが困難となるため、最小符号反転間隔の大きい符号を用いることによって記録ビットの大きさの下限を限定できるという利点がある。また、記録符号の周波数帯域を制限できることから、磁気テープや磁気ディスクなどの磁気記録にも用いられることがある。

【0005】 ランレングス制限符号を用いた場合にも、記録密度がある程度高いときには、再生符号のパターンに応じた干渉によって正しいデータの復元が困難になる。このような場合、符号間に生じた波形歪を除去するため、再生回路中に等化器を設けることによって信号系列中の符号間干渉の補償が行われる。記録再生系における伝達特性が変化する場合や伝達特性が特定できない場合には、再生された信号から波形歪みを推定して等化器の特性を決定するという適応等化の方法がとられる。

【0006】 図5は従来の適応フィルタの一構成例を示すブロック図である。入力端子1から入力された等化前の信号はサンプリング回路2によってチャンネルビットレートに等しいサンプルレートで標準化される。標準化された信号は遅延素子10、乗算器11、加算器12から構成されるトランスバースルフィルタ3によって波形歪を取り除かれて出力端子から出力される。同時にこの出力信号はタップ利得の更新に用いる誤差信号を取り出すために誤差信号抽出回路6に入力される。

【0007】 タップ利得が最適な値に設定されていない場合、出力端子からは波形歪の残った信号が出力される。判定器15はこの波形歪の残った信号から2値判定を行い、基準となる振幅をもつ2値信号を出力する。タップ利得係数はトランスバースルフィルタ3の出力信号と判定器15の出力信号との差によって得られる誤差信号のパワーを最小にする方向に変化させる。このため、タップ係数が適正な値に収束した後は、フィルタ出力信号は判定器出力として与えた2値をとる。

【0008】 誤差信号は参照信号として与えられる適当な時間遅延されたフィルタの入力信号と共に相関器20に送られ、相関器20は両者の相関強度を出力する。相関器20の出力信号は積分器21によって積分され、タップ利得係数として各タップの乗算器11に与えられ

50 る。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】 高いデータ転送速度の必要な記録再生系においては、再生信号処理回路での高速処理が必要となる。しかし、上述した従来の適応型フィルタはチャンネルビットレートに等しい動作速度が必要であり、高伝送速度に対応できる回路の実現が困難であった。

【0010】 本発明の目的は、上記の問題点を解決し、チャンネルビットレートの $1/2$ 以下の動作周波数で良好に動作する適応型フィルタを提供することにある。

【0011】

【課題を解決するための手段】 本発明の適応型フィルタは、ランレングス制限符号によって変調された、波形歪を有する信号を等化するための適応型フィルタにおいて、入力信号をチャンネルビットレートの $1/2$ 以下の周波数でサンプリングするサンプリング回路と、前記サンプリング回路の出力信号を入力して周波数特性を変化させて出力するタップ利得可変のトランスバーサルフィルタと、前記トランスバーサルフィルタの出力信号を入力してチャンネルビットレートに等しいデータレートで信号を出力する第1の補間回路と、前記第1の補間回路の出力信号を入力して基準となる振幅レベルとの差を判定誤差信号として出力する誤差抽出回路と、前記第1の補間回路の出力信号を入力して符号反転位置を検出する符号反転検出回路と、前記サンプリング回路の出力信号を入力してチャンネルビットレートに等しいデータレートで信号を出力する第2の補間回路と、前記第2の補間回路、前記誤差抽出回路および前記符号反転検出回路の出力信号を入力して前記第2の補間回路の出力信号と前記誤差抽出回路出力信号の内、符号反転位置の直前と直後のチャンネルビットにあたる相互の信号の相関によって前記トランスバーサルフィルタのタップ利得を制御する係数制御回路とを備えることを特徴とする。

【0012】

【作用】 チャンネルビットレートの $1/2$ 以下のサンプリングレートで標準化した信号をトランスバーサルフィルタによって等化する場合、チャンネルビットのすべての符号が特定の2値レベルをとるように等化することはできない。しかし、ランレングス制限符号は符号の反転位置を特定できれば復号が可能である。

【0013】 本発明では、トランスバーサルフィルタの出力信号を補間した信号を用い、符号反転の前後のビットのみが特定の2値レベルをとるように部分的に等化する方法をとっている。これによって、低い動作周波数においても再生データの正確な判定が可能な適応型フィルタを実現できる。

【0014】

【実施例】 次に、図1から図4を参照して本発明の実施例について説明する。

【0015】 図1は本発明の適応型フィルタの第1の実

施例を示すブロック図である。入力端子1から入力された信号はサンプリング回路2によってチャンネルビットレート $1/2$ の周波数で標準化される。標準化された信号は遅延量 $2T$ の遅延素子10と乗算器11および加算器12によって構成されるタップ利得可変のトランスバーサルフィルタ3に入力され、周波数特性を変えて出力される。ここで T はチャンネルビット1ビットの占める時間である。 $2T$ 間隔でトランスバーサルフィルタ3から出力された信号は第1の補間回路4によって時間 T 間隔の信号に補間される。

【0016】 第1の補間回路4の出力信号は誤差抽出回路6に設けられた判定器15によって2値判定され、基準レベルとの差が誤差信号として出力される。また、同時に第1の補間回路4の出力信号は符号反転検出回路7にも送られ、符号反転の直前と直後のビットが現れたとき、制御信号をアクティブにする。また、第2の補間回路8は時間 $2T$ 間隔でサンプリングされた入力信号を時間 T 間隔の信号に補間し、係数制御のための参照信号として出力する。

【0017】 タップ係数制御回路9は遅延素子10、スイッチ19、相関器20および積分器21によって構成されている。スイッチ19は符号反転検出回路7から入力される制御信号がアクティブのときに閉じられ、誤差信号抽出回路6から出力される誤差信号の内、符号反転の直前と直後のビットに相当する誤差信号のみを相関器20に入力する。

【0018】 それぞれの相関器20は遅延された参照信号と誤差信号との積を出力する。更に相関器20の出力は積分器21によって積分され、トランスバーサルフィルタ3のタップ利得係数としてトランスバーサルフィルタ3に送られる。スイッチ19が開かれているときは、相関器20に入力される誤差信号は0となるため、タップ利得係数は変化しない。

【0019】 図2は図1における各部の波形を示す図で、図1、図2を用いて本実施例の動作概要を説明する。図2のaはランレングス制限符号によって符号化された記録データの例である。同一の符号は最短でも3つ連続して現れる。チャンネルビット1ビットの占める時間は T である。再生信号は図2のbに示すように波形歪を伴って得られる。磁気テープや磁気ディスクの場合には、再生信号は波形bの微分波形として得られるが、再生アンプに積分特性をもたせることによって波形bと同様の波形は容易に得られる。

【0020】 図2のcの信号はサンプリング回路2によって標準化されたトランスバーサルフィルタ3の入力信号、図2のdはトランスバーサルフィルタ3の出力信号を示したものである。トランスバーサルフィルタ3の入出力信号は共にサンプリング間隔 $2T$ の信号として扱われるため、従来例に比較してフィルタの処理速度は $1/2$ となる。トランスバーサルフィルタ3の出力信号dは

5

図2のeに示すように補間回路4でT間隔に補間される。補間によって得られる信号の振幅は出力信号d列の中点をとる。誤差抽出回路6は出力信号e列の振幅から2値のデータ判定を行うと共に誤差信号fを出力する。

【0021】図2のgは符号反転検出回路7から出力される制御信号を示す。符号反転検出回路7は第1の補間回路4の出力信号eの符号変化を検出し、制御信号gを符号変化直後から時間2Tだけアクティブにする。係数制御回路9に設けられたスイッチ19は制御信号gがアクティブのとき閉じられ、誤差信号fを相関器20に送る。スイッチ19に送られる誤差信号は誤差抽出回路6出力信号fを時間Tだけ遅延したものだから、符号反転直前と直後のチャネルビットの信号にあたる。相関器20には誤差信号と共に、標本化された入力信号cを補間した信号も入力される。タップ利得係数は両者の相関によって従来例と同様に制御される。

【0022】図3は本発明の適応型フィルタの第2の実施例を示すブロック図で、誤差抽出回路6、符号反転検出回路7Aおよびタップ係数制御回路9はそれぞれ並列回路として構成しており、第1、第2の補間回路4A、8Aは図1における同名の回路4、8からそれぞれ並列／直列変換器14を削除したものである。この構成では、時間T間隔に補間された信号は2系統の並列信号に分割されて処理される。そのため、トランスバースフィルタ3の動作周波数だけでなく、それ以外の回路の動作周波数も $1/(2T)$ 以下に抑えることができる。

【0023】トランスバースフィルタ3の構成は図1に示すものと同様で、2T間隔でサンプリングされた入力信号をフィルタリングして出力する。第1の補間回路4Aの2系統の出力の内、出力端子5-1から出力される信号は出力端子5-2からの出力信号に対して時間Tだけ先行した信号にあたる。誤差信号抽出回路6Aは2系統の判定器15の減算器16によって構成され、それぞれが独立に各系統の誤差信号を出力する。

【0024】符号反転検出回路7Aは並列信号として入力される補間後の信号から符号反転位置を検出し、符号反転の直前と直後のビットで制御信号をアクティブにするように働く。ただし、補間後の2系統の信号の内、出力端子5-2からの出力信号に対応する1系統に対しては、符号反転の検出に2Tの時間遅れがある。

【0025】タップ係数制御回路9Aには相関器20が2系統設けられ、並列入力された2系統の参照信号と誤差信号は並列のまま処理される。ただし、誤差信号と参照信号の内の1系統には、符号反転の検出時間遅れを補償するための遅延素子10が設けられている。相関器20の入力に設けられたスイッチ19-1、19-2は図1のスイッチ回路19と同様に符号反転検出回路7Aか

6

ら入力される制御信号がアクティブのときに限り閉じられる。並列にも設けられた相関器20の出力は対応するタップ毎に加算、積分され、タップ利得係数としてトランスバースフィルタ3に与えられる。

【0026】図4は図3における補間回路の他の例を示すブロック図である。直前と直後の2つの標本点の信号を使って補間する図3に示した補間回路4A、8Aの構成の他に、図4に示すように4つの標本点から補間するような構成をとることもできる。このとき、定係数乗算器13の係数を図4のように、それぞれ $2/\pi$ 、 $2/(3\pi)$ に設定すると、補間後の信号中に含まれる $1/(4T)$ 以上の周波数成分を小さく抑えられるため、高い等化精度が得られる。ただし、出力信号の遅延時間は2Tだけ増加する。

【0027】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、適応型フィルタの動作周波数を上げることなく、従来より高いデータ転送レートを実現できるという効果が得られる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の適応型フィルタの第1の実施例を示すブロック図である。

【図2】図1における各部の波形を示す図である。

【図3】本発明の適応型フィルタの第2の実施例を示すブロック図である。

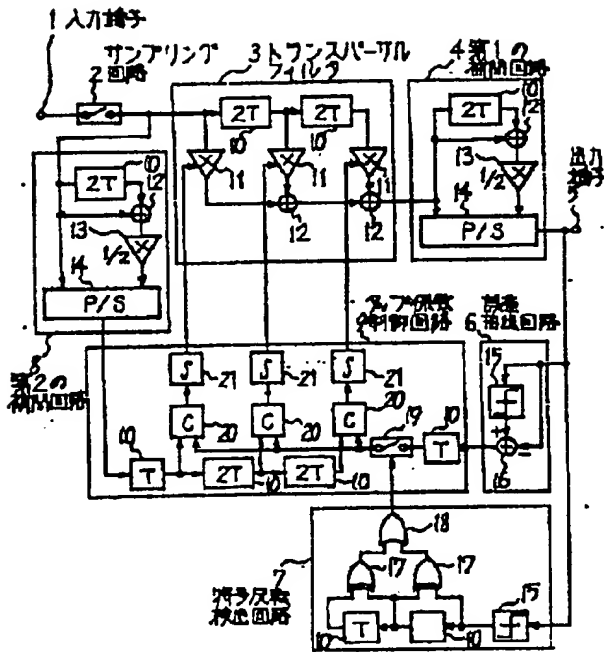
【図4】図3における補間回路の他の例を示すブロック図である。

【図5】従来の適応フィルタの一構成例を示すブロック図である。

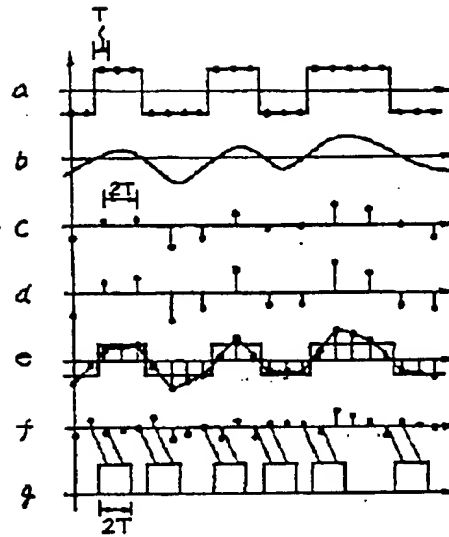
【符号の説明】

- 1 入力端子
- 2 サンプリング回路
- 3 トランスバースフィルタ
- 4, 4A 第1の補間回路
- 5, 5-1, 5-2 出力端子
- 6, 6A 誤差抽出回路
- 7, 7A 符号反転検出回路
- 8, 8A 第2の補間回路
- 9, 9A タップ係数制御回路
- 11 乗算器
- 13 定係数乗算器
- 14 並列／直列変換器
- 15 判定器
- 19, 19-1, 19-2 スイッチ
- 20 相関器
- 21 積分器

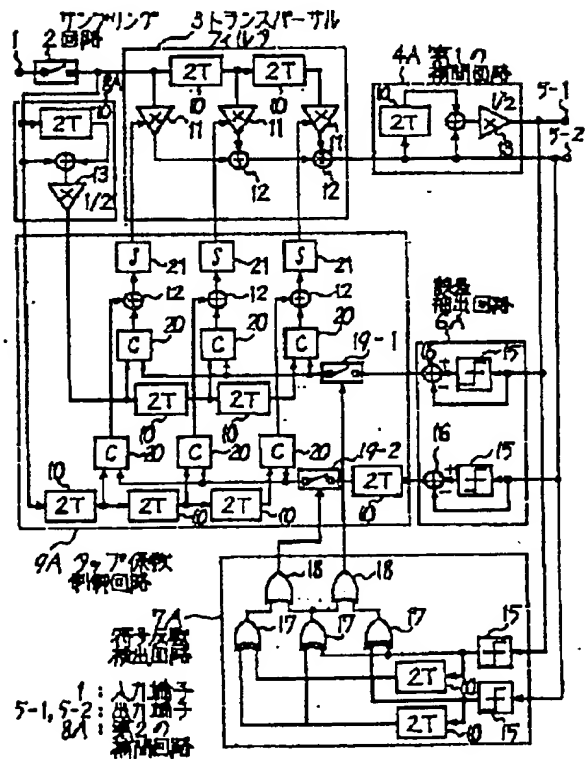
【図1】



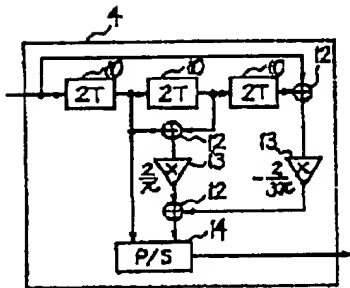
【図2】



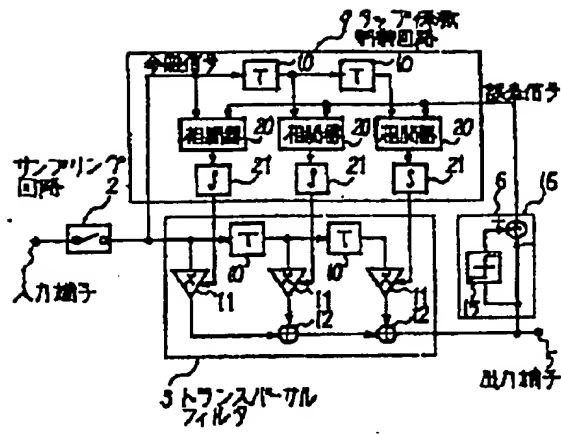
【図3】



【図4】



[図5]



Japanese Published Patent Application: Hei.4-245711

Pub Date: September 2, 1992

Application No. 03-10253/1991

Appln Date: January 30, 1991

Inventor: Kinji Kayanuma

Title: ADAPTIVE FILTER

ABSTRACT

OBJECT:

To provide an adaptive filter operating well at an operation frequency less than a half of a channel bit rate out of adaptive transversal filters for equalizing a signal modulated by a run length limited code and having a waveform distortion.

SOLUTION:

An output signal from a transversal filter 3 having an operation frequency less than $1/(2T)$ is interpolated at an interval of T by an interpolating circuit 4 and outputted. A code inversion detecting circuit 7 operates so as to feed back only output signals corresponding to channel bits obtained before and after code inversion, to correlators 20.

EFFECTS:

A data transfer rate higher than a conventional one can be attained without increasing the operation frequency of the adaptive filter.

WHAT IS CLAIMED IS:

1. An adaptive filter for equalizing a signal modulated by a run length limited code and having a waveform distortion, characterized by comprising:

a sampling circuit for sampling an input signal by a frequency less than a half of a channel bit rate;

a transversal filter with a variable tap gain for inputting the output signal of said sampling circuit and for outputting it by changing its frequency characteristics;

a first interpolating circuit for inputting the output signal of said transversal filter and for outputting a signal at a data rate equal to the channel bit rate;

an error extracting circuit for inputting the output signal of said first interpolating circuit and for outputting a difference from an amplitude level constituting a standard, as a judging error signal;

a code inversion detecting circuit for inputting the output signal of said first interpolating circuit and for detecting a code inversion position;

a second interpolating circuit for inputting the output of said sampling circuit and for outputting a signal at a data rate equal to the channel bit rate; and

a coefficient controlling circuit for inputting the outputs of said second interpolating circuit, said error

extracting circuit, and said code inversion detecting circuit, and for controlling the tap gain of said transversal filter by a correlation of mutual signals corresponding to channel bits immediately before and immediately after the code inversion position in the output signal of said second interpolating circuit and the output signal of said error extracting circuit.

DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

APPLICABLE FIELD IN THE INDUSTRY

The present invention relates to an adaptive filter, and more particularly to an adaptive filter for removing an interference component from a signal in which an interference between codes has occurred.

PRIOR ART

In a recordation reproduction system such as an optical disk, one often makes use of a run length limited code in which the minimum inversion interval or the maximum inversion interval of the code is limited. For example, (2, 7) RLLC having a (2, 7) RLLC coding table shown in Table 1 is a modulated signal in which the run length of "1" is limited to 1 and the run length of "0" is limited to 2 to 7. Here, by further making "1" correspond to the inversion of the code and taking an NRZI record, it will be a run length limited code in which the same code runs consecutively from three bits to eight

bits. Further, a compact disk adopts an NRZI record of EFM modulation, and the same code appears consecutively from three bits to eleven bits in a reproduction signal.

TABLE 1

data word	code word
10	0100
11	1000
000	000100
010	100100
011	001000
0010	00100100
0011	00001000

Generally, in an optical disk, it is difficult to form recording bits having a size smaller than a certain limit, so that use of a code having a large minimum code inversion interval provides an advantage in that the lower limit of the size of the recording bits can be limited. Further, since the frequency band of the recording code can be limited, it is sometimes used for magnetic recordation such as in a magnetic tape or in a magnetic disk.

Even if the run length limited code is used, it will be difficult to restore a correct data due to an interference corresponding to the pattern of the reproduction code if the recording density is high to some extent. In such a case, the interference between codes in the signal series is compensated by providing an equalizer in the reproduction circuit in order to remove a waveform distortion generated between the codes.

In the case where the transmission characteristics change or the transmission characteristics cannot be specified in the recordation reproduction system, an adaptive equalization method is adopted in which the waveform distortion is inferred from the reproduced signal so as to determine the characteristics of the equalizer.

Fig. 5 is a block diagram illustrating one construction example of a conventional adaptive filter. A signal before equalization, which has been input from an input terminal 1, is sampled at a sample rate equal to the channel bit rate by a sampling circuit 2. The sampled signal is output from an output terminal after removal of waveform distortion by a transversal filter 3 constituted with a delay element 10, a multiplier 11, and an adder 12. At the same time, this output signal is input into an error signal extracting circuit 6 for taking out an error signal that is used for renewal of tap gain.

In the case where the tap gain is not set at an optimal value, a signal with residual waveform distortion is output from the output terminal. A judger 15 performs a binary judgement from this signal having a residual waveform distortion, and outputs a binary signal having an amplitude that forms a standard. The

tap gain coefficient is changed in a direction such that the power of the error signal, which is obtained by the difference between the output signal of transversal filter 3 and the output signal of judger 15, is minimized. For this reason, the filter output signal assumes a binary value given as a judger output after the tap coefficient converges to an appropriate value.

The error signal is sent to a correlator 20 together with an input signal of the filter delayed by a suitable period of time which is given as a reference signal, and correlator 20 outputs a correlation strength between the two. The output signal of correlator 20 is integrated by an integrator 21, and is given to the multiplier 11 of each tap as a tap gain coefficient.

PROBLEMS TO BE SOLVED BY THE INVENTION

In a recordation reproduction system that requires a high data transfer speed, a high speed processing in a reproduction signal processing circuit is needed. However, the above-described conventional adaptive filter requires an operation speed equal to the channel bit rate, and it is difficult to attain a circuit that can correspond to a high transfer speed.

An object of the present invention is to solve the aforementioned problems, and to provide an adaptive filter operating well at an operation frequency less

than a half of the channel bit rate.

MEASURE TO SOLVE THE PROBLEMS

The adaptive filter of the present invention is an adaptive filter for equalizing a signal modulated by a run length limited code and having a waveform distortion, characterized by comprising: a sampling circuit for sampling an input signal by a frequency less than a half of a channel bit rate; a transversal filter with a variable tap gain for inputting the output signal of said sampling circuit and for outputting it by changing its frequency characteristics; a first interpolating circuit for inputting the output signal of said transversal filter and for outputting a signal at a data rate equal to the channel bit rate; an error extracting circuit for inputting the output signal of said first interpolating circuit and for outputting a difference from an amplitude level constituting a standard, as a judging error signal; a code inversion detecting circuit for inputting the output signal of said first interpolating circuit and for detecting a code inversion position; a second interpolating circuit for inputting the output of said sampling circuit and for outputting a signal at a data rate equal to the channel bit rate; and a coefficient controlling circuit for inputting the outputs of said second interpolating

circuit, said error extracting circuit, and said code inversion detecting circuit, and for controlling the tap gain of said transversal filter by a correlation of mutual signals corresponding to channel bits immediately before and immediately after the code inversion position in the output signal of said second interpolating circuit and the output signal of said error extracting circuit.

FUNCTIONS

In the case of equalizing a signal sampled at a sampling rate less than a half of the channel bit rate with a transversal filter, it is not possible to equalize it so that all the codes of the channel bits assume a specific binary level. However, a run length limited code can be restored if the inversion position of the code can be specified.

The present invention adopts a method of using a signal obtained by interpolating an output signal of the transversal filter, and partially equalizing it so that only the bits before and after the code inversion assume a specific binary level. This can attain an adaptive filter capable of accurately judging the reproduction data even at a low operation frequency.

EMBODIMENT

Hereafter, the embodiments of the present

invention will be described with reference to Figs. 1 to 4.

Fig. 1 is a block diagram illustrating the first embodiment of an adaptive filter according to the present invention. A signal input from an input terminal 1 is sampled at a frequency of half of the channel bit rate by a sampling circuit 2. The sampled signal is input into a transversal filter 3 with a variable tap gain that is constituted with a delay element 10 having a delay amount of $2T$, a multiplier 11, and an adder 12, and is output after changing its frequency characteristics. Here, T represents a period of time occupied by one bit of the channel bits. The signal output from transversal filter 3 at an interval of $2T$ is interpolated into a signal having a time interval of T by a first interpolating circuit 4.

The output signal of the first interpolating circuit 4 is subjected to binary judgement by a judger 15 disposed in an error extracting circuit 6, and the difference from a standard level is output as an error signal. At the same time, the output signal of the first interpolating circuit 4 is sent to a code inversion detecting circuit 7 and, when the bits immediately before and immediately after the code inversion appear, a control signal is activated. Further, a second

interpolating circuit 8 interpolates an input signal sampled at a time interval of $2T$ into a signal having a time interval of T , and outputs it as a reference signal for coefficient control.

A tap coefficient controlling circuit 9 is constituted with a delay element 10, a switch 19, a correlator 20, and an integrator 21. Switch 19 is closed when the control signal input from code inversion detecting circuit 7 is active, and inputs the error signal corresponding to the bits immediately before and immediately after the code inversion in the error signals output from error signal extracting circuit 6, into correlator 20.

Each correlator 20 outputs a product of the delayed reference signal and the error signal. Further, the output of correlator 20 is integrated by integrator 21, and is sent to transversal filter 3 as a tap gain coefficient of transversal filter 3. When switch 19 is open, the error signal input into correlator 20 will be zero, so that the tap gain coefficient does not change.

Fig. 2 is a view illustrating a waveform of each part in Fig. 1, and an overall operation of the present embodiment will be described with the use of Figs. 1 and 2. Fig. 2(a) is an example of a recorded data that is coded by a run length controlling code. The same code

appears consecutively three times in the shortest. The period of time occupied by one bit of channel bits is T . The reproduction signal is obtained accompanied by a wave distortion as shown in Fig. 2(b). In the case of a magnetic tape or a magnetic disk, the reproduction signal is obtained as a differential waveform of waveform (b); however, by allowing a reproduction amplifier to have an integration characteristics, a waveform similar to waveform (b) can be easily obtained.

The signal shown in Fig. 2(c) is an input signal of transversal filter 3 sampled by sampling circuit 2, and Fig. 2(d) shows an output signal of transversal filter 3. The input and output signals of transversal filter 3 are both treated as signals having a sampling interval of $2T$, so that the processing speed of the filter will be $1/2$ as compared with conventional examples. The output signal (d) of transversal filter 3 is interpolated to have an interval of T by interpolating circuit 4, as shown in Fig. 2(e). The amplitude of the signal obtained by interpolation is set to be a middle point of the output signal of series (d). Error extracting circuit 6 performs a binary data judgement from the amplitude of the output signal of series (e), and outputs an error signal (f).

Fig. 2(g) shows a control signal output from code

inversion detecting circuit 7. Code inversion detecting circuit 7 detects a code change of the output signal (e) of the first interpolating circuit 4, and activates the control signal (g) for a period of time of $2T$ from immediately after the code change. Switch 19 disposed in coefficient controlling circuit 9 is closed when the control signal (g) is active, and sends the error signal (f) to correlator 20. Since the error signal sent to switch 19 is one obtained by delaying the output signal (f) of error extracting circuit 6 by the period of time of T , the error signal corresponds to the signal of the channel bits immediately before and immediately after the code inversion. In addition to the error signal, the signal obtained by interpolating the sampled input signal (c) is also input into correlator 20. The tap gain coefficient is controlled by the correlation of the two in the same manner as in conventional examples.

Fig. 3 is a block diagram illustrating the second embodiment of an adaptive filter according to the present invention. Error extracting circuit 6, code inversion detecting circuit 7A, and tap coefficient controlling circuit 9 are each constructed as parallel circuits, and the first and second interpolating circuits 4A, 8A are those obtained by deleting a

parallel/series converter 14 from circuits 4, 8 having the same name in Fig. 1, respectively. According to this construction, the signal interpolated to have a time interval of T is processed by being divided into parallel signals of two routes. For this reason, not only the operation frequency of transversal filter 3 but also the operation frequency of other circuits can be restrained to be less than $1/(2T)$.

Transversal filter 3 has a construction similar to the one shown in Fig. 1 and filters and outputs an input signal sampled at an interval of $2T$. Concerning the outputs of two routes of the first interpolating circuit 4A, the signal output from output terminal 5-1 corresponds to a signal that is advanced by the time T to the output signal from output terminal 5-2. Error signal extracting circuit 6A is constituted with detractors 16 of judges 15 of two routes, and each independently outputs an error signal of each route.

Code inversion detecting circuit 7A detects a code inversion position from an interpolated signal that is input as a parallel signal, and functions to activate the control signal at the bits immediately before and immediately after the code inversion. However, concerning the signals of two routes after the interpolation, there is a time delay of $2T$ in the

detection of code inversion for the one route corresponding to the output signal from output terminal 5-2.

Two routes of correlators 20 are disposed in tap coefficient controlling circuit 9A, and the reference signal and the error signal of two routes input in parallel are processed as being parallel. However, a delay element 10 for compensating the time delay of code inversion detection is disposed in one route out of the two routes of the error signal and the reference signal. Switches 19-1, 19-2 disposed in the input of the correlator 20 are closed only when the control signal input from code inversion detecting circuit 7A is active, in the same manner as switch circuit 19 of Fig. 1. The outputs of correlators 20 that are also disposed in parallel are added and integrated for each corresponding tap, and are given to transversal filter 3 as tap gain coefficients.

Fig. 4 is a block diagram illustrating another example of an interpolating circuit in Fig. 3. Instead of the construction of interpolating circuits 4A, 8A shown in Fig. 3 in which the interpolation is carried out using the signals of the two sample points immediately before and immediately after, a construction shown in Fig. 4 can be adopted in which the

interpolation is carried out from four sample points. At this time, if the coefficients of constant coefficient multipliers 13 are set to be respectively $2/\pi$, $2/(3\pi)$ as shown in Fig. 4, the components having a frequency higher than $1/(4T)$ contained in the interpolated signal can be restrained to be small, thereby providing a high equalization precision. However, the delay time of the output signal increases by $2T$.

EFFECTS OF THE INVENTION

As described above, the present invention produces an effect that a data transfer rate higher than a conventional one can be attained without increasing the operation frequency of the adaptive filter.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

Fig. 1

A block diagram illustrating the first embodiment of an adaptive filter according to the present invention.

Fig. 2

A view illustrating a waveform of each part in Fig. 1.

Fig. 3

A block diagram illustrating the second embodiment of an adaptive filter according to the

present invention.

Fig. 4

A block diagram illustrating another example of an interpolating circuit in Fig. 3.

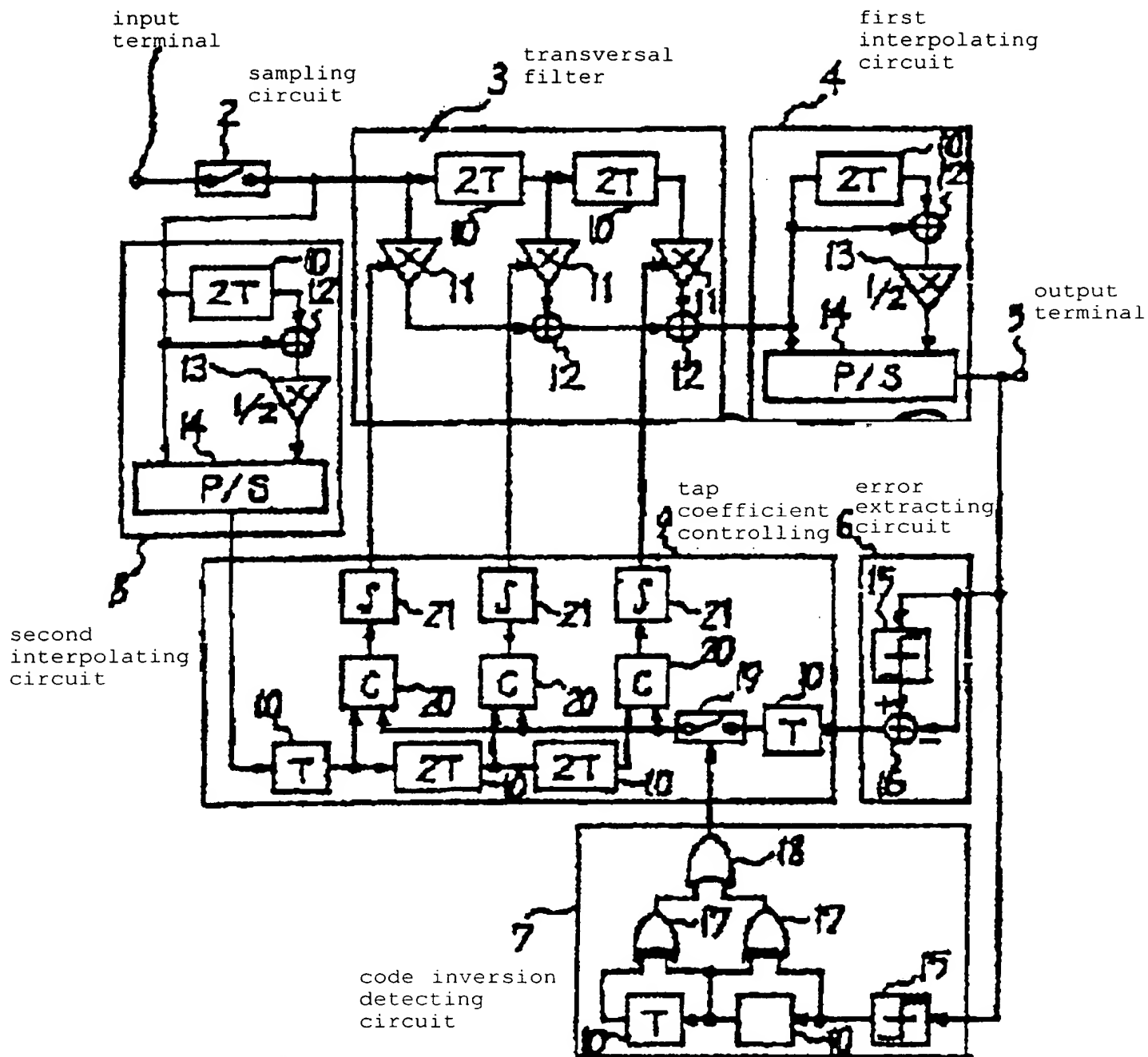
Fig. 5

A block diagram illustrating one construction example of a conventional adaptive filter.

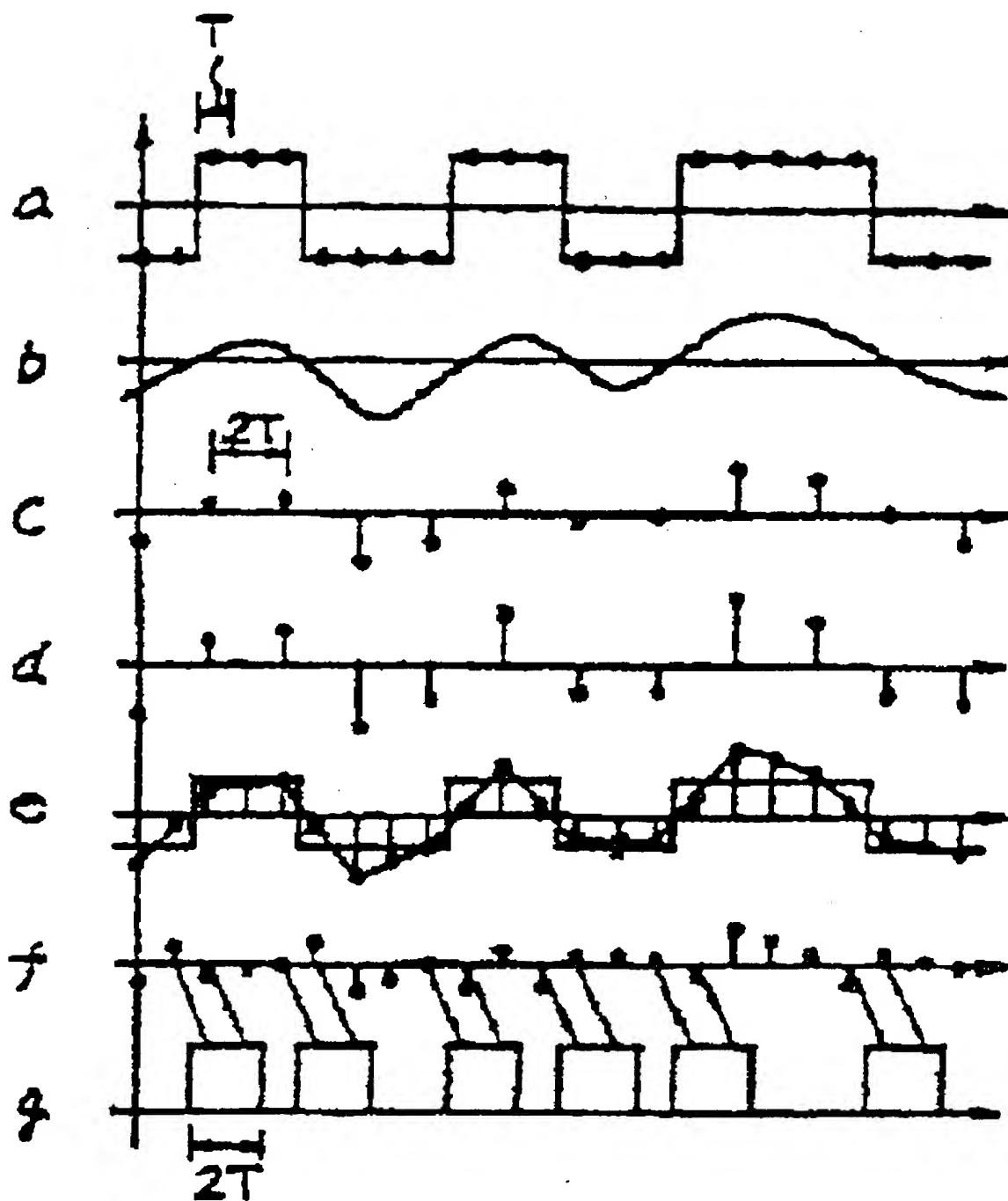
DESCRIPTION OF REFERENCE NUMERALS

- 1 input terminal
- 2 sampling circuit
- 3 transversal filter
- 4, 4A first interpolating circuits
- 5, 5-1, 5-2 output terminals
- 6, 6A error extracting circuits
- 7, 7A code inversion detecting circuits
- 8, 8A second interpolating circuits
- 9, 9A tap coefficient controlling circuits
- 11 multiplier
- 13 constant coefficient multiplier
- 14 parallel/series converter
- 15 judger
- 19, 19-1, 19-2 switches
- 20 correlator
- 21 integrator

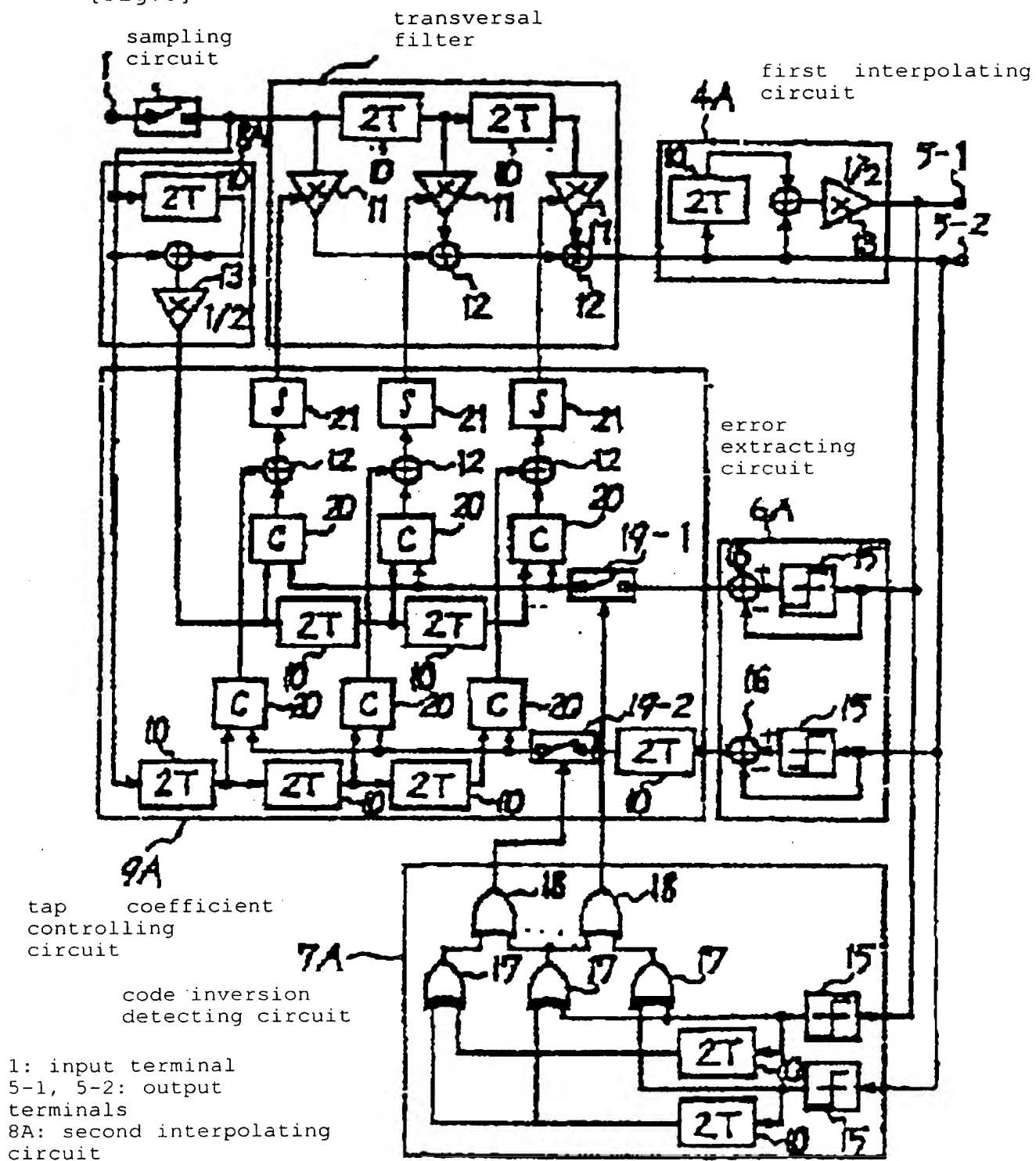
[Fig.1]



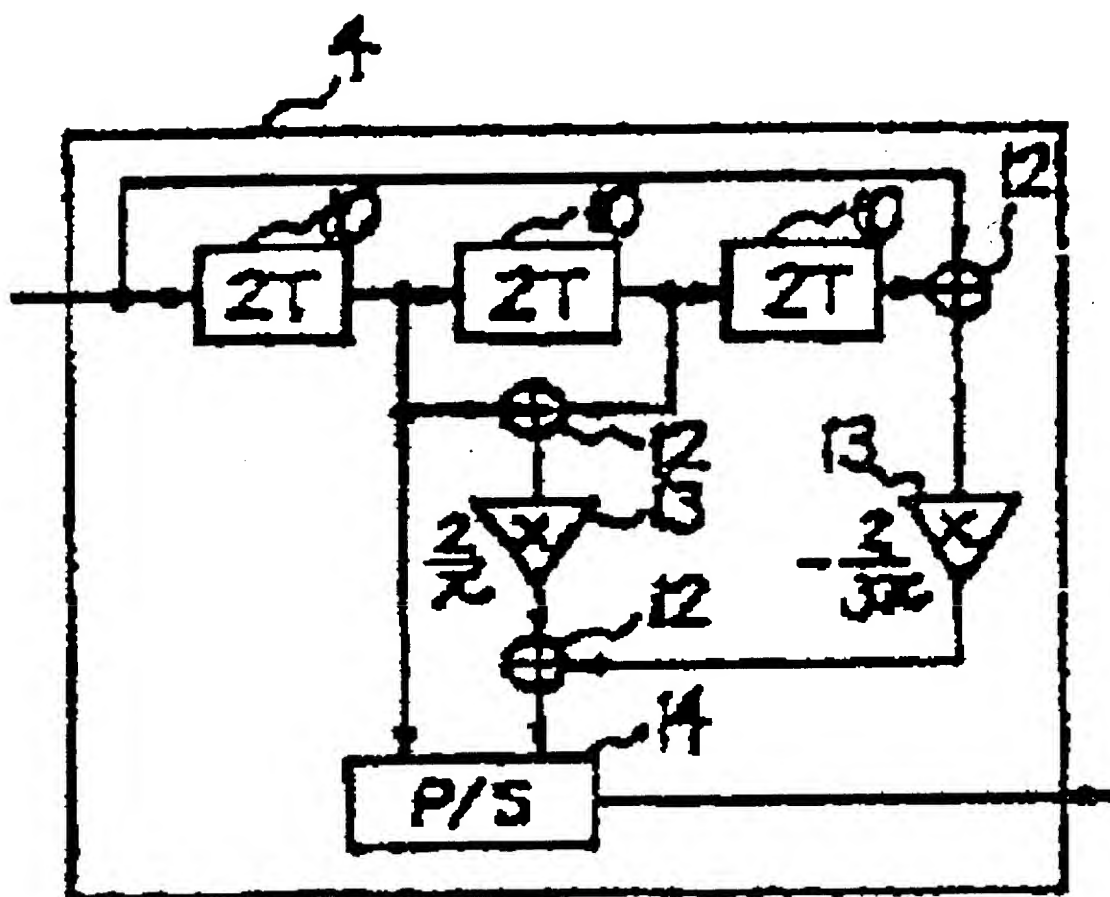
[Fig.2]



[Fig. 3]



[Fig. 4]



[Fig.5]

